

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

20010921 U.S. PTO
10/068774
02/06/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2001年 2月 7日

出 願 番 号
Application Number:

特願2001-030896

出 願 人
Applicant(s):

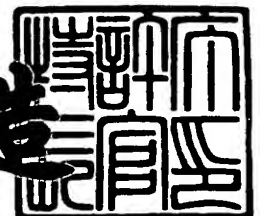
セイコーエプソン株式会社

#1
P. 1/4
Chika
5-22m

2001年 9月21日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3087644

【書類名】 特許願

【整理番号】 J0082754

【提出日】 平成13年 2月 7日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 3/00

【発明者】

【住所又は居所】 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内

【氏名】 梅田 博之

【特許出願人】

【識別番号】 000002369

【氏名又は名称】 セイコーエプソン株式会社

【代理人】

【識別番号】 100093388

【弁理士】

【氏名又は名称】 鈴木 喜三郎

【連絡先】 0 2 6 6 - 5 2 - 3 1 3 9

【選任した代理人】

【識別番号】 100095728

【弁理士】

【氏名又は名称】 上柳 雅誉

【選任した代理人】

【識別番号】 100107261

【弁理士】

【氏名又は名称】 須澤 修

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013044

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9711684

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 DC/DCコンバータおよび液晶用電源装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 少なくとも 2 つのチャージポンプ回路を有し、これらのチャージポンプ回路で直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する DC/DC コンバータであって、

前記各チャージポンプ回路を、使用状態に応じて選択的に駆動するようになっていることを特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 2】 前記各チャージポンプ回路を使用状態に応じて選択的に駆動するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端子を備えるようにしたことを特徴とする請求項 1 に記載の DC/DC コンバータ。

【請求項 3】 相補的に駆動されて直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する 2 つのチャージポンプ回路と、

前記各チャージポンプ回路を相補的に駆動する 2 つの駆動回路とを備え、

前記一方の駆動回路は、使用状態に応じてその動作が停止またはその出力が禁止するようになっていることを特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 4】 前記一方の駆動回路が、使用状態に応じてその動作が停止またはその出力が禁止するための信号を、外部から入力するようにし、そのための制御入力端子をさらに備えるようにしたことを特徴とする請求項 3 に記載の DC/DC コンバータ。

【請求項 5】 前記使用状態は、負荷の大小、前記直流入力電圧の大小、または前記直流出力電圧の大小のうちの少なくとも 1 つであることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 のいずれかに記載の DC/DC コンバータ。

【請求項 6】 チャージポンプ回路を有し、このチャージポンプ回路で直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する DC/DC コンバータであって、

前記チャージポンプ回路の駆動信号の周波数を、使用状態に応じて可変するようになっていることを特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 7】 前記チャージポンプ回路の駆動信号の周波数を、使用状態に応じて可変するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端

子を備えるようにしたことを特徴とする請求項 6 に記載の DC / DC コンバータ。

【請求項 8】 直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換するチャージポンプ回路と、

所定の周波数で発振する発振回路と、

この発振回路が発振出力に基づいて、前記チャージポンプ回路を駆動する駆動回路と、

使用状態に応じて前記発振回路の発振周波数を可変し、または前記使用状態に応じてその発振出力を所定の周波数に変換する周波数可変回路と、

を備えたことを特徴とする DC / DC コンバータ。

【請求項 9】 前記周波数可変回路が、使用状態に応じて発振周波数を可変または発振出力を所定の周波数に変換するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端子をさらに備えるようにしたことを特徴とする請求項 8 に記載の DC / DC コンバータ。

【請求項 10】 前記使用状態は、負荷の大小、前記直流入力電圧の大小、または前記直流出力電圧の大小のうちの少なくとも 1 つであることを特徴とする請求項 6 乃至請求項 9 のいずれかに記載の DC / DC コンバータ。

【請求項 11】 チャージポンプ回路を有し、このチャージポンプ回路で直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する DC / DC コンバータであって、

前記チャージポンプ回路を、第 1 のチャージポンプ回路と、第 2 のチャージポンプ回路とから構成するようにし、

前記第 1 のチャージポンプ回路と前記第 2 のチャージポンプ回路とを、使用状態に応じて選択的に駆動するようになっていることを特徴とする DC / DC コンバータ。

【請求項 12】 前記第 1 のチャージポンプ回路と前記第 2 のチャージポンプ回路とを使用状態に応じて選択的に駆動するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端子を備えるようにしたことを特徴とする請求項 11 に記載の DC / DC コンバータ。

【請求項 13】 第 1 のトランジスタを含む第 1 のチャージポンプ回路、お

おび第 2 のトランジスタを含む第 2 のチャージポンプ回路からなり、直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換するチャージポンプ回路と、

前記第 1 のトランジスタと、前記第 2 のトランジスタとを駆動する共通の駆動信号を出力する駆動回路と、

この駆動回路からの共通の駆動信号を、使用状態に応じて前記第 1 のトランジスタと前記第 2 のトランジスタに選択的に供給する選択回路と、

を備えたことを特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 1 4】 前記選択回路が前記駆動回路からの前記共通の駆動信号を使用状態に応じて前記第 1 のトランジスタと前記第 2 のトランジスタに選択的に供給するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端子をさらに備えるようにしたことを特徴とする請求項 1 3 に記載の DC/DC コンバータ。

【請求項 1 5】 前記使用状態は、負荷の大小、前記直流入力電圧の大小、または前記直流出力電圧の大小のうちの少なくとも 1 つであることを特徴とする請求項 1 1 乃至請求項 1 4 のいずれかに記載の DC/DC コンバータ。

【請求項 1 6】 直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する第 1 のチャージポンプ回路と、

この第 1 のチャージポンプ回路を駆動する第 1 の駆動回路と、

前記第 1 のチャージポンプ回路の直流出力電圧を入力電圧とし、自己の出力電圧を監視して定電圧を出力するシリースレギュレータと、

このシリースレギュレータの出力電圧を所定倍に昇圧する第 2 のチャージポンプ回路と、

この第 2 のチャージポンプ回路を駆動する第 2 の駆動回路と、

所定の周波数で発振する発振回路と、

この発振回路からの発振出力と表示装置の表示に使用する表示用信号とを、選択信号に応じて選択する選択回路と、

この選択回路で選択された信号に基づいて前記第 1 の駆動回路と前記第 2 の駆動回路とにそれぞれ供給する所定のタイミング信号を発生するタイミング信号発生回路と、

を備えたことを特徴とする液晶用電源装置。

【請求項 17】 前記表示用信号は、液晶表示器の表示に使用される表示用走査信号であることを特徴とする請求項 16 に記載の液晶用電源装置。

【請求項 18】 前記選択信号は、負荷の大小、前記直流入力電圧の大小、または出力設定電圧の大小のうちの少なくとも 1 つに基づいて生成される信号であることを特徴とする請求項 16 または請求項 17 に記載の液晶用電源装置。

【請求項 19】 前記表示用信号、および前記選択信号を外部から入力する入力端子をさらに備えるようにしたことを特徴とする請求項 16 乃至請求項 18 のうちのいずれかに記載の液晶用電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、チャージポンプ方式による DC/DC コンバータ、およびこれを利用した液晶用電源装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来からのチャージポンプ方式による DC/DC コンバータ（以下、第 1 の従来装置という）としては、図 6 に示すような 2 倍昇圧で相補駆動のものが知られている。

この第 1 の従来装置は、図 6 に示すように、2 倍昇圧の第 1 チャージポンプ回路 1 と、この第 1 チャージポンプ回路 1 を駆動する第 1 駆動回路 2 と、2 倍昇圧の第 2 チャージポンプ回路 3 と、この第 2 チャージポンプ回路 3 を駆動する第 2 駆動回路 4 と、第 1 駆動回路 2 および第 2 駆動回路 4 に供給する信号を発振する発振回路 5 と、入力端子 6 と、出力端子 7 とを備えている。

【0003】

第 1 チャージポンプ回路 1 は、MOS トランジスタ Q1～Q4 と、コンデンサ C1 などから構成されている。また、第 2 チャージポンプ回路 3 は、MOS トランジスタ Q5～Q8 と、コンデンサ C2 などから構成されている。

次に、このような構成からなる第 1 の従来装置の動作について、図 6 および図

7を参照して説明する。

【0004】

この第1の従来装置では、第1と第2のチャージポンプ回路1、3が、第1の期間には図7（A）に示すような状態となり、第2の期間には図7（B）に示すような状態となり、この第1の期間と第2の期間の動作を交互に繰り返す。

すなわち、第1の期間では、第1チャージポンプ回路1は、第1駆動回路2によりMOSトランジスタQ2、Q4のみがオンとなり、コンデンサC1が入力直流電圧 V_{in} により充電される（図7（A）参照）。

【0005】

また、同じ第1の期間では、第2チャージポンプ回路3は、第2駆動回路4によりMOSトランジスタQ5、Q7のみがオンとなり、入力直流電圧 V_{in} に前回の第2の期間のコンデンサC2の充電電圧が加わった電圧が、出力直流電圧 V_{out} となる（図7（A）参照）。

これに対して、第2の期間では、第1チャージポンプ回路1は、第1駆動回路2によりMOSトランジスタQ1、Q3のみがオンとなり、入力直流電圧 V_{in} に前回の第1の期間のコンデンサC1の充電電圧が加わった電圧が、出力直流電圧 V_{out} となる（図7（B）参照）。

【0006】

また、同じ第2の期間では、第2チャージポンプ回路3は、第2駆動回路4によりMOSトランジスタQ6、Q8のみがオンとなり、コンデンサC2が入力直流電圧 V_{in} により充電される（図7（B）参照）。

一方、従来のチャージポンプ方式のDC/DCコンバータの第2の例（以下、第2の従来装置という）としては、図8に示すようなものが知られている。

【0007】

この第2の従来装置は、図8に示すように、チャージポンプ回路11と、このチャージポンプ回路11を駆動する駆動回路12と、駆動回路12に供給する所定の信号を発振する発振回路13と、入力端子14と、出力端子15とを備えている。

チャージポンプ回路11は、MOSトランジスタQ11～Q14と、コンデン

サC11などから構成されている。

【0008】

次に、このような構成からなる第2の従来装置の動作について、図8および図9を参照して説明する。

この第2の従来装置では、チャージポンプ回路11が、第1の期間には図9（A）に示すような状態となり、第2の期間には図9（B）に示すような状態となり、この第1の期間と第2の期間の動作を交互に繰り返す。

【0009】

すなわち、第1の期間では、チャージポンプ回路11は、駆動回路12によりMOSトランジスタQ12、Q14のみがオンとなり、コンデンサC11が入力直流電圧 V_{in} により充電される（図9（A）参照）。

一方、第2の期間では、チャージポンプ回路11は、駆動回路12によりMOSトランジスタQ11、Q13のみがオンとなり、入力直流電圧 V_{in} に第1の期間のコンデンサC11の充電電圧が加わった電圧が、出力直流電圧 V_{out} となる（図9（B）参照）。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、第1の従来装置は、相補駆動のため、出力インピーダンスの低減化や出力リップルの低減化には有効であるが、非相補駆動に比べて消費電流が増える。また、相補駆動を常に行うと、低負荷時または無負荷時の変換効率が低下してしまうという不具合があった。

【0011】

また、第2の従来装置では、最大負荷時を想定して設計して動かし続けるので、負荷や入力電圧の状態が変動しても、出力インピーダンスや消費電流が同じであった。このため、軽負荷時に能力が過剰となり無駄があった。しかも、第2の従来装置は、相補駆動の第1の従来装置に比べて、出力リップルが大きくなってしまいう上に、低インピーダンス化が難しいという不具合があった。

【0012】

さらに、DC/DCコンバータを利用する液晶用電源装置においても、液晶表

示器の表示の適正化を維持しつつ、消費電力の無駄を省き、電力変換の高効率化を実現することが望まれている。

そこで、本発明の第 1 の目的は、出力インピーダンスの低減化を維持しつつ、低負荷時または無負荷時などにおいて電力の変換効率の向上を図るようにし、電力変換の高効率化を実現するようにした DC / DC コンバータを提供することにある。

【 0 0 1 3 】

また、本発明の第 2 の目的は、低負荷時または無負荷時などにおいて低消費電流化して消費電力の無駄を省くようにした DC / DC コンバータを提供することにある。

また、本発明の第 3 の目的は、液晶表示器の表示の適性化を維持しつつ、消費電力の無駄を省いて電力変換の高効率化が実現できる液晶用電源装置を提供することにある。

【 0 0 1 4 】

【課題を解決するための手段】

上記の課題を解決し本発明の第 1 の目的を達成するために、請求項 1 から請求項 5 に記載の各発明は、以下のように構成した。

すなわち、請求項 1 に記載の発明は、少なくとも 2 つのチャージポンプ回路を有し、これらのチャージポンプ回路で直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する DC / DC コンバータであって、前記各チャージポンプ回路を、使用状態に応じて選択的に駆動するようになっていることを特徴とするものである。

【 0 0 1 5 】

請求項 2 に記載の発明は、請求項 1 に記載の DC / DC コンバータにおいて、前記各チャージポンプ回路を使用状態に応じて選択的に駆動するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端子を備えるようにしたことを特徴とするものである。

請求項 3 に記載の発明は、相補的に駆動されて直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する 2 つのチャージポンプ回路と、前記各チャージポンプ回路を相補的に駆動する 2 つの駆動回路とを備え、前記一方の駆動回路は、使用状態に応じ

てその動作が停止またはその出力が禁止するようになっていることを特徴とするものである。

【 0 0 1 6 】

請求項 4 に記載の発明は、請求項 3 に記載の DC / DC コンバータにおいて、前記一方の駆動回路が、使用状態に応じてその動作が停止またはその出力が禁止するための信号を、外部から入力するようにし、そのための制御入力端子をさらに備えるようにしたことを特徴とするものである。

請求項 5 に記載の発明は、請求項 1 乃至請求項 4 のいずれかに記載の DC / DC コンバータにおいて、前記使用状態は、負荷の大小、前記直流入力電圧の大小、または前記直流出力電圧の大小のうちの少なくとも 1 つであることを特徴とするものである。

【 0 0 1 7 】

このように、請求項 1 ～請求項 5 に係る各発明では、2 つのチャージポンプ回路を例えば相補駆動できるようにするとともに、負荷の大小などに応じてそのチャージポンプ回路のうちの 1 つを駆動を制御するようにした。このため、出力インピーダンスの低減化を維持しつつ、低負荷時などにおいて電力の変換効率の向上を図ることができ、電力変換の高効率化を実現できる。

【 0 0 1 8 】

また、本発明の第 2 の目的を達成するために、請求項 6 から請求項 1 5 に記載の各発明は、以下のように構成した。

すなわち、請求項 6 に記載の発明は、チャージポンプ回路を有し、このチャージポンプ回路で直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する DC / DC コンバータであって、前記チャージポンプ回路の駆動信号の周波数を、使用状態に応じて可変するようになっていることを特徴とするものである。

【 0 0 1 9 】

請求項 7 に記載の発明は、請求項 6 に記載の DC / DC コンバータにおいて、前記チャージポンプ回路の駆動信号の周波数を、使用状態に応じて可変するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端子を備えるようにしたことを特徴とするものである。

請求項 8 に記載の発明は、直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換するチャージポンプ回路と、所定の周波数で発振する発振回路と、この発振回路が発振出力に基づいて、前記チャージポンプ回路を駆動する駆動回路と、使用状態に応じて前記発振回路の発振周波数を可変し、または前記使用状態に応じてその発振出力を所定の周波数に変換する周波数可変回路と、を備えたことを特徴とするものである。

【 0 0 2 0 】

請求項 9 に記載の発明は、請求項 8 に記載の DC / DC コンバータにおいて、前記周波数可変回路が、使用状態に応じて発振周波数を可変または発振出力を所定の周波数に変換するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端子をさらに備えるようにしたことを特徴とするものである。

請求項 1 0 に記載の発明は、請求項 6 乃至請求項 9 のいずれかに記載の DC / DC コンバータにおいて、前記使用状態は、負荷の大小、前記直流入力電圧の大小、または前記直流出力電圧の大小のうちの少なくとも 1 つであることを特徴とするものである。

【 0 0 2 1 】

このように、請求項 6 ～請求項 1 0 に係る各発明では、負荷の大小などに応じてチャージポンプ回路を駆動信号の周波数を可変するようにした。このため、低負荷時などにおいて消費電流が低減化されて、消費電力の無駄が省ける。

請求項 1 1 に記載の発明は、チャージポンプ回路を有し、このチャージポンプ回路で直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する DC / DC コンバータであって、前記チャージポンプ回路を、第 1 のチャージポンプ回路と、第 2 のチャージポンプ回路とから構成するようにし、前記第 1 のチャージポンプ回路と前記第 2 のチャージポンプ回路とを、使用状態に応じて選択的に駆動するようになっていることを特徴とするものである。

【 0 0 2 2 】

請求項 1 2 に記載の発明は、請求項 1 1 に記載の DC / DC コンバータにおいて、前記第 1 のチャージポンプ回路と前記第 2 のチャージポンプ回路とを使用状態に応じて選択的に駆動するための信号を外部から入力するようにし、そのため

の制御入力端子を備えるようにしたことを特徴とするものである。

請求項 1 3 に記載の発明は、第 1 のトランジスタを含む第 1 のチャージポンプ回路、および第 2 のトランジスタを含む第 2 のチャージポンプ回路からなり、直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換するチャージポンプ回路と、前記第 1 のトランジスタと、前記第 2 のトランジスタとを駆動する共通の駆動信号を出力する駆動回路と、この駆動回路からの共通の駆動信号を、使用状態に応じて前記第 1 のトランジスタと前記第 2 のトランジスタに選択的に供給する選択回路と、を備えたことを特徴とするものである。

【 0 0 2 3 】

請求項 1 4 に記載の発明は、請求項 1 3 に記載の DC / DC コンバータにおいて、前記選択回路が前記駆動回路からの前記共通の駆動信号を使用状態に応じて前記第 1 のトランジスタと前記第 2 のトランジスタに選択的に供給するための信号を外部から入力するようにし、そのための制御入力端子をさらに備えるようにしたことを特徴とするものである。

【 0 0 2 4 】

請求項 1 5 に記載の発明は、請求項 1 1 乃至請求項 1 4 のいずれかに記載の DC / DC コンバータにおいて、前記使用状態は、負荷の大小、前記直流入力電圧の大小、または前記直流出力電圧の大小のうちの少なくとも 1 つであることを特徴とするものである。

このように、請求項 1 1 ～請求項 1 5 に係る各発明では、負荷の大小などに応じてチャージポンプ回路を分割して駆動できるようにした。このため、低負荷時などにおいて消費電流が低減化されて、消費電力の無駄が省ける。

【 0 0 2 5 】

さらに、本発明の第 3 の目的を達成するために、請求項 1 6 から請求項 1 9 に記載の各発明は、以下のように構成した。

すなわち、請求項 1 6 に記載の発明は、直流入力電圧を所定の直流出力電圧に変換する第 1 のチャージポンプ回路と、この第 1 のチャージポンプ回路を駆動する第 1 の駆動回路と、前記第 1 のチャージポンプ回路の直流出力電圧を入力電圧とし、自己の出力電圧を監視して定電圧を出力するシリーズレギュレータと、こ

のシリーズレギュレータの出力電圧を所定倍に昇圧する第2のチャージポンプ回路と、この第2のチャージポンプ回路を駆動する第2の駆動回路と、所定の周波数で発振する発振回路と、この発振回路からの発振出力と表示装置の表示に使用する表示用信号とを、選択信号に応じて選択する選択回路と、この選択回路で選択された信号に基づいて前記第1の駆動回路と前記第2の駆動回路とにそれぞれ供給する所定のタイミング信号を発生するタイミング信号発生回路と、を備えたことを特徴とするものである。

【0026】

請求項17に記載の発明は、請求項16に記載の液晶用電源装置において、前記表示用信号は、液晶表示器の表示に使用される表示用走査信号であることを特徴とするものである。

請求項18に記載の発明は、請求項16または請求項17に記載の液晶用電源装置において、前記選択信号は、負荷の大小、前記直流入力電圧の大小、または出力設定電圧の大小のうちの少なくとも1つに基づいて生成される信号であることを特徴とするものである。

【0027】

請求項19に記載の発明は、請求項16乃至請求項18のいずれかに記載の液晶用電源装置において、前記表示用信号、および前記選択信号を外部から入力する入力端子をさらに備えるようにしたことを特徴とするものである。

このように、請求項16～請求項19に係る各発明では、負荷の大小などに応じて発振回路の発振出力またはこの発振出力よりも周波数の低い表示装置の表示に使用する外部信号を選択し、この選択した信号に基づいて各チャージポンプ回路を駆動させるようにした。このため、表示装置の表示の適正化を図りつつ、消費電力の無駄を省いて、電力変換の高効率化を実現できる。

【0028】

【発明の実施の形態】

以下、本発明のDC/DCコンバータの第1実施形態について、図1を参照して説明する。

このDC/DCコンバータの第1実施形態は、図1に示すように、2倍昇圧の

第1チャージポンプ回路1と、この第1チャージポンプ回路1を駆動する第1駆動回路2Aと、2倍昇圧の第2チャージポンプ回路3と、この第2チャージポンプ回路3を駆動する第2駆動回路4と、第1駆動回路2Aおよび第2駆動回路4に供給する信号を発振する発振回路5と、入力端子6と、出力端子7と、第1駆動回路2Aの駆動を制御する信号を入力する制御入力端子8を備えている。

【0029】

第1チャージポンプ回路1は、直流入力電圧 V_{in} を2倍に昇圧するものであり、図1に示すように、P型のMOSトランジスタQ1～Q3、N型のMOSトランジスタQ4、コンデンサC1などから構成されている。

具体的には、MOSトランジスタQ1～Q4が、出力ライン10とアースとの間に直列に接続されている。MOSトランジスタQ1～Q4は、その各ゲートに第1駆動回路2Aからの所定の各駆動信号（制御信号）が印加され、これによりオンオフ制御されるようになっている。MOSトランジスタQ1とMOSトランジスタQ2の共通接続部と、MOSトランジスタQ3とMOSトランジスタQ4の共通接続部とに、コンデンサC1が接続されている。MOSトランジスタQ2とMOSトランジスタQ3の共通接続部は、入力ライン9に接続されている。

第2チャージポンプ回路3は、直流入力電圧 V_{in} を2倍に昇圧するものであり、図1に示すように、P型のMOSトランジスタQ5～Q7、N型のMOSトランジスタQ8、コンデンサC2などから構成されている。

【0030】

具体的には、MOSトランジスタQ5～Q8が、出力ライン10とアースとの間に直列に接続されている。MOSトランジスタQ5～Q8は、その各ゲートに第2駆動回路4からの所定の各駆動信号が印加され、これによりオンオフ制御されるようになっている。MOSトランジスタQ5とMOSトランジスタQ6の共通接続部と、MOSトランジスタQ7とMOSトランジスタQ8の共通接続部とに、コンデンサC2が接続されている。MOSトランジスタQ6とMOSトランジスタQ7の共通接続部は、入力ライン9に接続されている。

【0031】

第1駆動回路2Aと第2駆動回路4は、発振回路5が発振する所定の周波数の

発振信号に基づき、第1チャージポンプ回路1と第2チャージポンプ回路3を相補的に駆動する駆動信号を出力するものである。

このため、第1駆動回路2Aからの所定の各駆動信号は、MOSトランジスタQ1～Q4のゲートに印加され、これによりMOSトランジスタQ1～Q4が駆動制御（オンオフ制御）されるようになっている。また、第2駆動回路4からの所定の各駆動信号は、MOSトランジスタQ5～Q8のゲートに印加され、これによりMOSトランジスタQ5～Q8が駆動制御されるようになっている。

【0032】

第1駆動回路2Aは、制御入力端子8に供給される軽負荷判定信号、入力電圧判定信号、または出力電圧判定信号に基づき、その動作が停止またはその出力が禁止されるようになっている。

次に、このような構成からなるDC/DCコンバータの第1実施形態の動作について、図1を参照して説明する。

【0033】

この第1実施形態は、制御入力端子8に入力される軽負荷判定信号、入力電圧判定信号、または出力電圧判定信号に基づき、第1駆動回路2Aが動作したり、その動作が停止またはその出力が禁止される点に特徴がある。

ここで、軽負荷判定信号は、この第1実施形態の負荷の大小に応じて生成される信号であり、例えば、負荷が大きな場合には「Lレベル」となり、負荷が小さな場合には「Hレベル」となる。

【0034】

また、入力電圧判定信号は、この第1実施形態の入力端子6に供給される入力直流電圧 V_{in} （例えば電池の電圧）を適宜手段で検出し、例えば、その検出電圧が所定値以下の場合には「Lレベル」となり、その検出電圧が所定値以上の場合には「Hレベル」となる信号である。

さらに、出力電圧判定信号は、この第1実施形態の出力端子7の直流出力電圧 V_{out} を適宜手段で検出し、例えば、その検出電圧が所定値以下の場合には「Lレベル」となり、その検出電圧が所定値以上の場合には「Hレベル」となる信号である。

【0035】

まず、制御入力端子8に対して、軽負荷判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、負荷が大きいと負荷に余裕がないので軽負荷判定信号は「L」レベルとなり、これにより第1駆動回路2Aは動作状態になる。このため、第1チャージポンプ回路1が、第1駆動回路2Aにより駆動され、第2チャージポンプ回路3は、第2駆動回路4により駆動する。

【0036】

従って、負荷が大きな場合には、第1チャージポンプ回路1と第2チャージポンプ回路3は、図6の第1チャージポンプ回路1と第2チャージポンプ回路3と同様に相補駆動をする（図7参照）。

一方、負荷が小さいと負荷に余裕があるので軽負荷判定信号は「H」レベルとなり、これにより第1駆動回路2Aはその動作が停止状態またはその駆動信号の出力が禁止状態になる。このため、第1チャージポンプ回路1はその駆動が停止し、第2チャージポンプ回路3のみが第2駆動回路4により駆動される。

【0037】

従って、負荷が小さい場合には、第2チャージポンプ回路3のみが非相補駆動する。これは、図6の第2チャージポンプ回路3のみが駆動する場合に相当する（図7参照）。

次に、制御入力端子8に対して、入力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

【0038】

この場合には、例えば、入力端子6に入力される電池の入力直流電圧 V_{in} が所定値以上の場合には、入力直流電圧 V_{in} に余裕があるので入力電圧判定信号は「Hレベル」となり、これにより第1駆動回路2Aは、その動作が停止状態またはその駆動信号の出力が禁止状態になる。このため、第1チャージポンプ回路1はその駆動が停止し、第2チャージポンプ回路3のみが第2駆動回路4により駆動される。

【0039】

一方、電池の使用に伴って、入力直流電圧 V_{in} が所定値以下になると、入力直流電圧 V_{in} に余裕がないので入力電圧判定信号は「L」レベルとなり、これにより第1駆動回路2Aは動作状態になる。このため、第1チャージポンプ回路1は、第1駆動回路2Aにより駆動され、第2チャージポンプ回路3は、第2駆動回路4により駆動される。

【0040】

さらに、制御入力端子8に対して、出力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、出力端子7の出力直流電圧 V_{out} が所定値以上の場合には、出力直流電圧 V_{out} に余裕があるので出力電圧判定信号は「Hレベル」となり、これにより第1駆動回路2Aはその動作が停止状態またはその駆動信号の出力が停止状態になる。このため、第1チャージポンプ回路1はその駆動が停止し、第2チャージポンプ回路3のみが第2駆動回路4により駆動される。

【0041】

一方、出力直流電圧 V_{out} が所定値以下になると、出力直流電圧 V_{out} に余裕がないので出力電圧判定信号は「L」レベルとなり、これにより第1駆動回路2Aは動作状態になる。このため、第1チャージポンプ回路1は、第1駆動回路2Aにより駆動され、第2チャージポンプ回路2は、第2駆動回路4により駆動される。

【0042】

以上説明したように、このDC/DCコンバータの第1実施形態によれば、第1と第2のチャージポンプ回路1、3を相補駆動できるようにするとともに、負荷の大小、入力電圧の大小、または出力電圧の大小に応じて、第1チャージポンプ回路1の駆動を制御するようにした。このため、出力インピーダンスの低減化を維持しつつ、低負荷時などにおいて電力の変換効率の向上が図れ、電力の変換の高効率化を実現できる。

【0043】

なお、この第1実施形態では、負荷の大小などに応じて第1チャージポンプ回路1のみを駆動制御するようにしたが、これに代えて、負荷の大小などに応じて

第1チャージポンプ回路1と第2チャージポンプ回路3とを選択的に駆動制御するようにしても良い。

次に、本発明のDC/DCコンバータの第2実施形態について、図2を参照して説明する。

【0044】

このDC/DCコンバータの第2実施形態は、図2に示すように、2倍昇圧のチャージポンプ回路11と、このチャージポンプ回路11を駆動する駆動回路12と、この駆動回路12に供給する信号を発振する発振回路13と、この発振回路13の出力を分周する分周回路16と、入力端子14と、出力端子15と、分周回路16の分周を制御する信号を入力するための制御入力端子17を備えている。

【0045】

チャージポンプ回路11は、入力直流電圧 V_{in} を2倍に昇圧するものであり、図2に示すように、P型のMOSトランジスタ $Q_{11} \sim Q_{13}$ 、N型のMOSトランジスタ Q_{14} 、コンデンサ C_{11} などから構成されている。

具体的には、MOSトランジスタ $Q_{11} \sim Q_{14}$ が、出力ライン19とアースとの間に直列に接続されている。MOSトランジスタ $Q_{11} \sim Q_{14}$ は、その各ゲートに駆動回路12からの所定の各駆動信号が印加され、これによりオンオフ制御されるようになっている。MOSトランジスタ Q_{11} とMOSトランジスタ Q_{12} の共通接続部と、MOSトランジスタ Q_{13} とMOSトランジスタ Q_{14} の共通接続部とに、コンデンサ C_{11} が接続されている。MOSトランジスタ Q_{12} とMOSトランジスタ Q_{13} の共通接続部は、入力ライン18に接続されている。

【0046】

駆動回路12は、分周回路16からの出力信号に基づいてMOSトランジスタ $Q_{11} \sim Q_{14}$ を駆動制御する各駆動信号を発生するものであり、この各駆動信号はMOSトランジスタ $Q_{11} \sim Q_{14}$ の各ゲートに印加されている。

発振回路13は、所定の周波数の信号を発振し、この発振信号を分周回路16に供給するようになっている。

【0047】

分周回路16は、発振回路13と駆動回路12の間に設けられ、制御端子17に供給される軽負荷判定信号、入力電圧判定信号、または出力電圧判定信号に基づき、発振回路13の発振出力をそのまま通過させたり、またはその発振出力の周波数を $1/N$ に分周して低下させるものである。

次に、このような構成からなるDC/DCコンバータの第2実施形態の動作について、図2を参照して説明する。

【0048】

この第2実施形態は、制御入力端子17に供給される軽負荷判定信号、入力電圧判定信号、または出力電圧判定信号に基づき、発振回路13の発振出力を分周回路16で分周させ、駆動回路12の駆動信号の周波数を可変するようにし、これによりチャージポンプ回路11を駆動するようにした点に特徴がある。

まず、制御入力端子17に対して、軽負荷判定信号が入力される場合について説明する。

【0049】

この場合には、負荷が大きいと負荷に余裕がないので軽負荷判定信号は「L」レベルとなり、これにより分周回路16は、発振回路13からの出力の分周動作を行わない。このため、発振回路13の発振出力がそのまま駆動回路12に供給されるので、チャージポンプ回路11は、その発振出力の周波数により駆動される。

【0050】

ここで、駆動回路12は、図8に示す駆動回路12と同様にチャージポンプ回路11を駆動させる（図9参照）。

一方、負荷が小さいと負荷に余裕があるので軽負荷判定信号は「H」レベルとなる。これにより分周回路16は、発振回路13の発振出力の周波数を $1/N$ 倍に分周、すなわちその出力周波数を低くし、これを駆動回路12に供給する。この結果、チャージポンプ回路11は、その分周された周波数で駆動される。

【0051】

次に、制御入力端子17に対して、入力電圧判定信号が入力される場合につい

て説明する。

この場合には、入力端子14に供給される入力直流電圧 V_{in} が所定値以上の場合には、入力直流電圧 V_{in} に余裕があるので入力電圧判定信号は「Hレベル」となる。これにより分周回路16は、発振回路13の出力周波数を $1/N$ 倍に分周、すなわちその出力周波数を低くし、これを駆動回路12に供給する。この結果、チャージポンプ回路11は、その分周された信号により駆動される。

【0052】

一方、入力直流電圧 V_{in} が所定値以下になると、入力直流電圧 V_{in} に余裕がないので入力電圧判定信号は「L」レベルとなる。これにより分周回路16は、発振回路13からの発振出力に対する分周動作を行わない。このため、発振回路13の発振出力がそのまま駆動回路12に供給されるので、チャージポンプ回路11は、その発振回路13の発振出力の周波数で駆動される。

【0053】

次に、制御入力端子17に対して、出力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、出力端子15の直流出力電圧 V_{out} が所定値以上の場合には、直流出力電圧 V_{out} に余裕があるので出力電圧判定信号は「Hレベル」となる。これにより分周回路16は、発振回路13の発振出力の周波数を $1/N$ 倍に分周し、これを駆動回路12に供給する。この結果、チャージポンプ回路11は、その分周された信号により駆動される。

【0054】

一方、直流出力電圧 V_{out} が所定値以下になると、直流出力電圧 V_{out} に余裕がないので出力電圧判定信号は「L」レベルとなる。これにより分周回路16は、発振回路13からの発振出力に対する分周動作を行わない。このため、発振回路13の発振出力がそのまま駆動回路12に供給されるので、チャージポンプ回路11は、その発振回路13の発振出力の周波数で駆動される。

【0055】

以上説明したように、このDC/DCコンバータの第2実施形態によれば、負荷の大小、入力電圧の大小、または出力電圧の大小に応じて、チャージポンプ回

路 11 の駆動信号の周波数を制御するようにした。このため、低負荷時などにおいて消費電流が低減化されて、消費電力の無駄が省ける。

次に、本発明の DC/DC コンバータの第 3 実施形態について、図 3 を参照して説明する。

【0056】

この DC/DC コンバータの第 3 実施形態は、図 3 に示すように、2 倍昇圧のチャージポンプ回路 11 と、このチャージポンプ回路 11 を駆動する駆動回路 12 と、この駆動回路 12 に供給する信号を発振する発振回路 13A と、この発振回路 13A の発振周波数を可変する周波数可変回路 21 と、入力端子 14 と、出力端子 15 と、周波数可変回路 21 に対して外部の信号を入力するための制御入力端子 17 を備えている。

【0057】

この第 3 実施形態のチャージポンプ回路 11、駆動回路 12 は、図 2 に示す第 2 実施形態のチャージポンプ回路 11、駆動回路 12 と同様であるので、その構成の説明は省略し、その構成の異なる部分について説明する。

発振回路 13A は、例えば CR 発振回路から構成され、その発振周波数を可変するために、高い周波数を発生するための抵抗 R1 と、低い周波数を発生するための抵抗 R2 を含んでいる。そして、抵抗 R1 がスイッチ SW1 と直列接続されて第 1 直列回路を形成するとともに、抵抗 R2 がスイッチ SW2 と直列接続されて第 2 直列回路を形成し、これら 2 つの直列回路が発振回路 13A に並列接続されている。

【0058】

周波数可変回路 21 は、上記のスイッチ SW1、SW2、インバータ 22 などから構成されている。すなわち、制御入力端子 17 の入力信号によりスイッチ SW2 が開閉制御され、その入力信号をインバータ 22 で反転した信号によりスイッチ SW1 が開閉制御されるようになっている。

次に、このような構成からなる DC/DC コンバータの第 3 実施形態の動作について、図 3 を参照して説明する。

【0059】

この第3実施形態は、制御入力端子17に供給される軽負荷判定信号、入力電圧判定信号、または出力電圧判定信号に基づき、発振回路13Aの発振周波数を可変するようにした点に特徴がある。

まず、制御入力端子17に対して、軽負荷判定信号が入力される場合について説明する。

【0060】

この場合には、負荷が大きいと負荷に余裕がないために軽負荷判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ22で反転され「H」レベルになり、これよりスイッチSW1が閉じて高い周波数発生用の抵抗R1が選択される。このため、発振回路13Aは、高い周波数で発振し、この発振出力に基づいて駆動回路12がチャージポンプ回路11を駆動する。

【0061】

ここで、駆動回路12は、図8に示す駆動回路12と同様にチャージポンプ回路11を駆動させる（図9参照）。

一方、負荷が小さいと負荷に余裕があるので軽負荷判定信号は「H」レベルとなり、これがインバータ22で反転され「L」レベルになるので、スイッチSW1が開くとともにスイッチSW2が閉じて、低い周波数発生用の抵抗R2が選択される。このため、発振回路13Aは、低い周波数で発振し、この発振出力に基づいて駆動回路12がチャージポンプ回路11を駆動する。

【0062】

次に、制御入力端子17に対して、入力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、入力端子14に供給される入力直流電圧 V_{in} が所定値以上の場合には、入力直流電圧 V_{in} に余裕があるので入力電圧判定信号は「Hレベル」となり、スイッチSW2が閉じて低い周波数発生用の抵抗R2が選択される。このため、発振回路13Aは、低い周波数で発振し、この発振出力に基づいて駆動回路12がチャージポンプ回路11を駆動する。

【0063】

一方、入力直流電圧 V_{in} が所定値以下になると、入力直流電圧 V_{in} に余裕

がないので入力電圧判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ 2 2 で反転され「H」レベルになるので、スイッチ S W 2 が開くとともにスイッチ S W 1 が閉じて、高い周波数発生用の抵抗 R 1 が選択される。このため、発振回路 1 3 A は、高い周波数で発振し、この発振出力に基づいて駆動回路 1 2 がチャージポンプ回路 1 1 を駆動する。

【 0 0 6 4 】

次に、制御入力端子 1 7 に対して、出力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、出力端子 1 5 の直流出力電圧 V_{out} が所定値以上の場合には、直流出力電圧 V_{out} に余裕があるので出力電圧判定信号は「Hレベル」となり、スイッチ S W 2 が閉じて低い周波数発生用の抵抗 R 2 が選択される。このため、発振回路 1 3 A は、低い周波数で発振し、この発振出力に基づいて駆動回路 1 2 がチャージポンプ回路 1 1 を駆動する。

【 0 0 6 5 】

一方、直流出力電圧 V_{out} が所定値以下になると、直流出力電圧 V_{out} に余裕がないので出力電圧判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ 2 2 で反転され「H」レベルになるので、スイッチ S W 2 が開くとともにスイッチ S W 1 が閉じて、高い周波数発生用の抵抗 R 1 が選択される。このため、発振回路 1 3 A は、高い周波数で発振し、この発振出力に基づいて駆動回路 1 2 がチャージポンプ回路 1 1 を駆動する。

【 0 0 6 6 】

以上説明したように、この DC / DC コンバータの第 3 実施形態によれば、負荷の大小、入力電圧の大小、または出力電圧の大小に応じて、発振回路 1 3 A の発振周波数を制御するようにした。このため、低負荷時などにおいて消費電流が低減化されて、消費電力の無駄が省ける。

次に、本発明の DC / DC コンバータの第 4 実施形態について、図 4 を参照して説明する。

【 0 0 6 7 】

この DC / DC コンバータの第 4 実施形態は、図 4 に示すように、2 倍昇圧の

チャージポンプ回路 11A と、このチャージポンプ回路 11A を駆動する駆動回路 12 と、この駆動回路 12 に供給する信号を発振する発振回路 13 と、駆動回路 12 とチャージポンプ回路 11A との間に配置される選択回路 25 と、入力端子 14 と、出力端子 15 と、選択回路 25 に対して外部の信号を入力するための制御入力端子 17 を備えている。

【0068】

この第4実施形態の駆動回路 12、発振回路 13 は、図2に示す第2実施形態の駆動回路 12、発振回路 13 と同様であるので、その構成の説明は省略し、その構成の異なる部分について説明する。

チャージポンプ回路 11A は、直流入力電圧 V_{in} を2倍に昇圧するものであり、例えば、トランジスタサイズが大きなMOSトランジスタ $Q_{31} \sim Q_{34}$ からなる第1のチャージポンプ回路と、MOSトランジスタ $Q_{31} \sim Q_{34}$ よりもサイズが小さなMOSトランジスタ $Q_{41} \sim Q_{44}$ からなる第2のチャージポンプ回路と、これらの両回路に共通に使用されるコンデンサ C_{11} と、から構成される。

【0069】

さらに詳述すると、MOSトランジスタ $Q_{31} \sim Q_{34}$ が、出力ライン 19 とアースとの間に直列に接続されている。この各MOSトランジスタ $Q_{31} \sim Q_{34}$ に並列に、対応するMOSトランジスタ $Q_{41} \sim Q_{44}$ がそれぞれ接続されている。MOSトランジスタ Q_{31} とMOSトランジスタ Q_{32} の共通接続部と、MOSトランジスタ Q_{33} とMOSトランジスタ Q_{34} の共通接続部とに、コンデンサ C_{11} が接続されている。MOSトランジスタ Q_{32} とMOSトランジスタ Q_{33} の共通接続部は、入力ライン 18 に接続されている。

【0070】

MOSトランジスタ $Q_{31} \sim Q_{34}$ は、その各ゲートに駆動回路 12 からの所定の各駆動信号が、選択回路 25 の対応するスイッチ $SW_{11} \sim SW_{14}$ を介して供給され、これによりオンオフ制御されるようになっている。また、MOSトランジスタ $Q_{41} \sim Q_{44}$ は、その各ゲートに上記と同一の各駆動信号が、選択回路 25 の対応するスイッチ $SW_{21} \sim SW_{24}$ を介して供給され、これにより

オンオフ制御されるようになっている。

【0071】

選択回路25は、図4に示すように、スイッチSW11～SW14と、スイッチSW21～SW24と、インバータ26とから構成されている。すなわち、スイッチSW21～SW24は、制御入力端子17に入力される信号によりその開閉が制御され、スイッチSW11～SW14は、その信号をインバータ26で反転した信号によりその開閉が制御されるようになっている。

【0072】

次に、このような構成からなるDC/DCコンバータの第4実施形態の動作について、図4を参照して説明する。

この第4実施形態は、制御入力端子17に供給される軽負荷判定信号、入力電圧判定信号、または出力電圧判定信号に基づき、チャージポンプ回路11Aのサイズが異なるMOSトランジスタQ31～Q34とMOSトランジスタQ41～Q44とを選択的に駆動するようにした点に特徴がある。

【0073】

まず、制御入力端子17に対して、軽負荷判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、負荷が大きいと負荷に余裕がないので軽負荷判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ26で反転され「H」レベルになり、これよりスイッチSW11～SW14が閉じる。これにより、駆動回路12は、チャージポンプ回路11Aのサイズの大きなMOSトランジスタQ31～Q34を駆動する。このときには、スイッチSW21～SW24は開いた状態にあるので、対応するMOSトランジスタQ41～Q44はオフの状態にある。

【0074】

一方、負荷が小さいと負荷に余裕があるので軽負荷判定信号は「H」レベルとなり、これがインバータ26で反転され「L」レベルになるので、スイッチSW11～SW14が開くとともにスイッチSW21～SW24が閉じる。これにより、駆動回路12は、チャージポンプ回路11Aのサイズの小さなMOSトランジスタQ41～Q44を駆動する。このときには、スイッチSW11～SW14

は開いた状態となるので、対応するMOSトランジスタQ31～Q34はオフの状態にある。

【0075】

なお、MOSトランジスタQ31～Q34またはMOSトランジスタQ41～Q44の各動作は、図8のMOSトランジスタQ1～Q4の各動作と同様である（図9参照）。

次に、制御入力端子17に対して、入力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

【0076】

この場合には、入力端子14に供給される入力直流電圧 V_{in} が所定値以上の場合には、入力直流電圧 V_{in} に余裕があるので入力電圧判定信号は「Hレベル」となり、スイッチSW21～SW24が閉じる。これにより、駆動回路12は、チャージポンプ回路11Aのサイズの小さなMOSトランジスタQ41～Q44を駆動する。

【0077】

入力直流電圧 V_{in} が所定値以下になると、入力直流電圧 V_{in} に余裕がないので入力電圧判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ26で反転され「H」レベルになるので、スイッチSW21～SW24が開くとともにスイッチSW11～SW14が閉じる。これにより、駆動回路12は、チャージポンプ回路11Aのサイズの大きなMOSトランジスタQ31～Q34を駆動する。

【0078】

次に、制御入力端子17に対して、出力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、出力端子15の直流出力電圧 V_{out} が所定値以上の場合には、直流出力電圧 V_{out} に余裕があるので出力電圧判定信号は「Hレベル」となり、スイッチSW21～SW24が閉じる。これにより、駆動回路12は、チャージポンプ回路11Aのサイズの小さなMOSトランジスタQ41～Q44を駆動する。

【0079】

一方、直流出力電圧 V_{out} が所定値以下になると、直流出力電圧 V_{out} に余裕がないので出力電圧判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ 22 で反転され「H」レベルになるので、スイッチ SW 21 ～ SW 24 が開くとともにスイッチ SW 11 ～ SW 14 が閉じる。これにより、駆動回路 12 は、チャージポンプ回路 11A のサイズの大きな MOS トランジスタ Q 31 ～ Q 34 を駆動する。

【 0 0 8 0 】

以上説明したように、この DC / DC コンバータの第 4 実施形態によれば、負荷の大小、入力電圧の大小、または出力電圧の大小に応じて、チャージポンプ回路 11A のサイズが異なる MOS トランジスタ Q 31 ～ Q 34 と MOS トランジスタ Q 41 ～ Q 44 とを選択的に駆動するようにした。このため、低負荷時などにおいて消費電流が低減化されて、消費電力の無駄が省ける。

【 0 0 8 1 】

次に、本発明の液晶用電源装置の実施形態の構成について、図 5 を参照して説明する。

この液晶用電源装置の実施形態は、図 5 に示すように、2 倍昇圧の第 1 チャージポンプ回路 1 と、第 1 駆動回路 2 と、2 倍昇圧の第 2 チャージポンプ回路 3 と、第 2 駆動回路 4 と、シリーズレギュレータ 31 と、n 倍昇圧のチャージポンプ回路 32 と、n 倍昇圧駆動回路 33 と、m 倍昇圧のチャージポンプ回路 34 と、m 倍昇圧駆動回路 35 と、発振回路 36 と、選択回路 37 と、タイミング信号発生回路 38 とを少なくとも備え、例えば液晶表示器 46 などの表示装置がその負荷になるものである。

【 0 0 8 2 】

第 1 チャージポンプ回路 1 および第 2 チャージポンプ回路 3 は、対応する第 1 駆動回路 2 および第 2 駆動回路 4 により相補的に駆動され、入力端子 6 に入力される直流入力電圧 V_{in} を 2 倍に昇圧して出力するようになっている。

シリーズレギュレータ 31 は、第 1 チャージポンプ回路 1 および第 2 チャージポンプ回路 3 からの直流出力電圧を入力電圧とし、自己の出力電圧を監視して定電圧を出力するものであり、この出力電圧が出力端子 41 から取り出せるように

なっている。

【0083】

すなわち、このシリーズレギュレータ31は、図5に示すように、MOSトランジスタQ51と、自己の出力電圧の検出用の2つの抵抗R11、R12と、比較回路39とから構成されている。そして、このシリーズレギュレータ31では、比較回路39が自己の出力電圧の一部（抵抗R11、R12による分圧電圧）を基準電圧と比較し、その比較結果に応じてMOSトランジスタQ51のオンオフ制御を行い、これにより所定の出力電圧を得るようになっている。

【0084】

n倍昇圧のチャージポンプ回路32は、シリーズレギュレータ31の出力電圧をn倍に昇圧させるものであり、この昇圧電圧が出力端子42から取り出せるようになっている。n倍昇圧駆動回路33は、チャージポンプ回路32を駆動させるものである。

m倍昇圧のチャージポンプ回路34は、シリーズレギュレータ31の出力電圧をm倍に昇圧させるものであり、この昇圧電圧が出力端子43から取り出せるようになっている。m倍昇圧駆動回路35は、チャージポンプ回路34を駆動させるものである。

【0085】

発振回路36は、液晶表示器46に供給される表示走査用信号の周波数よりも高い周波数の信号を発振する回路である。

選択回路37は、発振回路36の発振出力と、入力端子44に入力される上記の表示用走査信号とを、制御入力端子45に入力される選択信号に応じて選択する回路である。すなわち、選択回路37は、発振回路36の発振出力を選択してタイミング信号発生回路38に導くスイッチSW3と、上記の表示用走査信号を選択してそれに導くスイッチSW4とを備えている。そして、スイッチSW3は制御入力端子45に入力される選択信号をインバータ40で反転した信号で開閉制御し、スイッチSW4はその選択信号で開閉制御するようになっている。

【0086】

タイミング信号発生回路38は、選択回路37で選択される発振回路36の発

振出力または入力端子 4 4 に入力される表示用走査信号に基づき、各チャージポンプ回路 1、3、3 2、3 4 を駆動させる各駆動回路 2、4、3 3、3 5 の各駆動信号を生成するためのタイミング信号を発生する回路である。

なお、図 5 において、C 3 ～ C 6 は図 5 の各所定位置とアースとの間に接続されるコンデンサである。

【 0 0 8 7 】

次に、このような構成からなる液晶用電源装置の実施形態の動作について、図 5 を参照して説明する。

この実施形態は、制御入力端子 4 5 に供給される選択信号（軽負荷判定信号、入力電圧判定信号、または出力電圧判定信号）に基づき、選択回路 3 7 が発振回路 3 6 の発振出力または入力端子 4 4 に入力される表示用走査信号を選択し、この選択した信号に基づいて各チャージポンプ回路 1、3、3 2、3 4 を駆動させるようにした点に特徴がある。

【 0 0 8 8 】

そこで、まず、制御入力端子 4 5 に対して、軽負荷判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、負荷が大きいと負荷に余裕がないので軽負荷判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ 4 0 で反転され「H」レベルになり、これによりスイッチ SW 3 が閉じる。これにより、タイミング信号発生回路 3 8 は、発振回路 3 6 の発振出力によりタイミング信号を発生し、これに基づいて各駆動回路 2、4、3 3、3 5 が対応する各チャージポンプ回路 1、3、3 2、3 4 を駆動させる。従って、各チャージポンプ回路 1、3、3 2、3 4 は、発振回路 3 6 の発振周波数で駆動される。

【 0 0 8 9 】

一方、負荷が小さいと負荷に余裕があるので軽負荷判定信号は「H」レベルとなり、これがインバータ 4 0 で反転され「L」レベルになるので、スイッチ SW 3 が開くとともにスイッチ SW 4 が閉じる。これにより、タイミング信号発生回路 3 8 は、発振回路 3 6 の発振出力の周波数よりも低い周波数の表示用走査信号によりタイミング信号を発生し、これに基づいて各駆動回路 2、4、3 3、3 5

が対応する各チャージポンプ回路 1、3、32、34 を駆動させる。従って、各チャージポンプ回路 1、3、32、34 は、表示用走査信号の周波数で駆動される。

【0090】

次に、制御入力端子 45 に対して、入力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、入力端子 6 に供給される入力直流電圧 V_{in} が所定値以上の場合には、入力直流電圧 V_{in} に余裕があるので入力電圧判定信号は「Hレベル」となり、スイッチ SW4 が閉じる。これにより、タイミング信号発生回路 38 は、表示用走査信号によりタイミング信号を発生し、これに基づいて各駆動回路 2、4、33、35 が対応する各チャージポンプ回路 1、3、32、34 を駆動させる。

【0091】

一方、入力直流電圧 V_{in} が所定値以下になると、入力直流電圧 V_{in} に余裕がないので入力電圧判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ 40 で反転され「H」レベルになるので、スイッチ SW4 が開くとともにスイッチ SW3 が閉じる。これにより、タイミング信号発生回路 38 は、発振回路 36 の発振出力によりタイミング信号を発生し、これに基づいて各駆動回路 2、4、33、35 が対応する各チャージポンプ回路 1、3、32、34 を駆動させる。

【0092】

次に、制御入力端子 45 に対して、出力電圧判定信号が入力される場合について説明する。

この場合には、例えば出力端子 41 の直流出力電圧 V_{out} が所定値以上の場合には、直流出力電圧 V_{out} に余裕があるので出力電圧判定信号は「Hレベル」となり、スイッチ SW4 が閉じる。これにより、タイミング信号発生回路 38 は、表示用走査信号によりタイミング信号を発生し、これに基づいて各駆動回路 2、4、33、35 が対応する各チャージポンプ回路 1、3、32、34 を駆動させる。

【0093】

一方、直流出力電圧 V_{out} が所定値以下になると、直流出力電圧 V_{out} に余裕がないので出力電圧判定信号は「L」レベルとなり、これがインバータ40で反転され「H」レベルになるので、スイッチSW4が開くとともにスイッチSW3が閉じる。これにより、タイミング信号発生回路38は、発振回路36の発振出力によりタイミング信号を発生し、これに基づいて各駆動回路2、4、33、35が対応する各チャージポンプ回路1、3、32、34を駆動させる。

【0094】

以上説明したように、この液晶用電源装置の実施形態によれば、負荷の大小、入力電圧の大小、または出力電圧の大小に応じて、発振回路36の発振出力または入力端子44に入力される表示用走査信号を選択し、この選択した信号に基づいて各チャージポンプ回路1、3、32、34を駆動させるようにした。このため、液晶表示器などの表示装置の表示の適正化を図りつつ、消費電力の無駄を省いて、電力変換の高効率化を実現できる。

【0095】

【発明の効果】

以上説明したように、請求項1～請求項5に係る各発明によれば、2つのチャージポンプ回路を例えば相補駆動できるようにするとともに、負荷の大小などに応じてそのチャージポンプ回路のうちの1つを駆動を制御するようにした。このため、出力インピーダンスの低減化を維持しつつ、低負荷時などにおいて電力の変換効率の向上を図ることができ、電力変換の高効率化を実現できる。

【0096】

また、請求項6～請求項10に係る各発明によれば、負荷の大小などに応じてチャージポンプ回路を駆動信号の周波数を可変するようにした。このため、低負荷時などにおいて消費電流が低減化されて、消費電力の無駄が省ける。

さらに、請求項11～請求項15に係る各発明によれば、負荷の大小などに応じてチャージポンプ回路を分割して駆動できるようにした。このため、低負荷時などにおいて消費電流が低減化されて、消費電力の無駄が省ける。

【0097】

さらにまた、請求項16～請求項19に係る各発明によれば、負荷の大小など

に応じて発振回路の発振出力またはこの発振出力よりも周波数の低い表示装置の表示に使用する外部信号を選択し、この選択した信号に基づいて各チャージポンプ回路を駆動させるようにした。このため、表示装置の表示の適正化を図りつつ、消費電力の無駄を省いて、電力変換の高効率化を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の DC/DC コンバータの第 1 実施形態の構成を示す回路図である。

【図 2】

本発明の DC/DC コンバータの第 2 実施形態の構成を示す回路図である。

【図 3】

本発明の DC/DC コンバータの第 3 実施形態の構成を示す回路図である。

【図 4】

本発明の DC/DC コンバータの第 4 実施形態の構成を示す回路図である。

【図 5】

本発明の液晶用電源装置の実施形態の構成を示す回路図である。

【図 6】

従来の DC/DC コンバータの回路図である。

【図 7】

図 6 の DC/DC コンバータの動作を説明する図である。

【図 8】

従来の他の DC/DC コンバータの回路図である。

【図 9】

図 6 の DC/DC コンバータの動作を説明する図である。

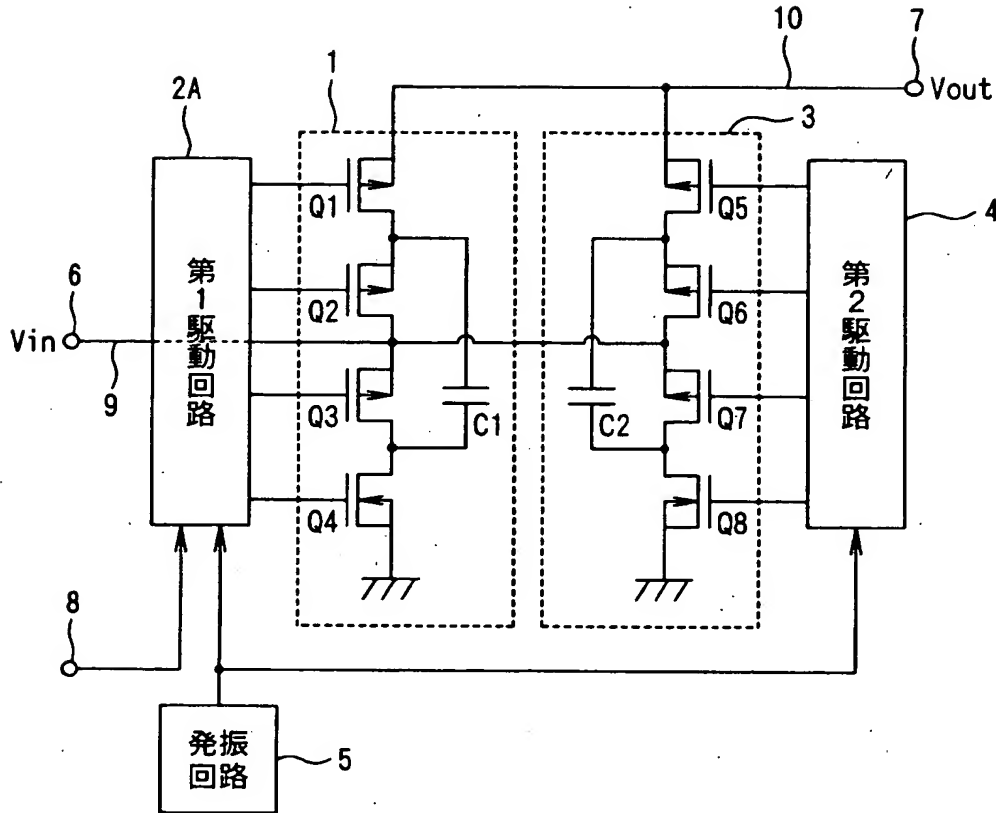
【符号の説明】

- 1 第 1 チャージポンプ回路
- 2、2 A 第 1 駆動回路
- 3 第 2 チャージポンプ回路
- 4 第 2 駆動回路
- 5、1 3、1 3 A、3 6 発振回路

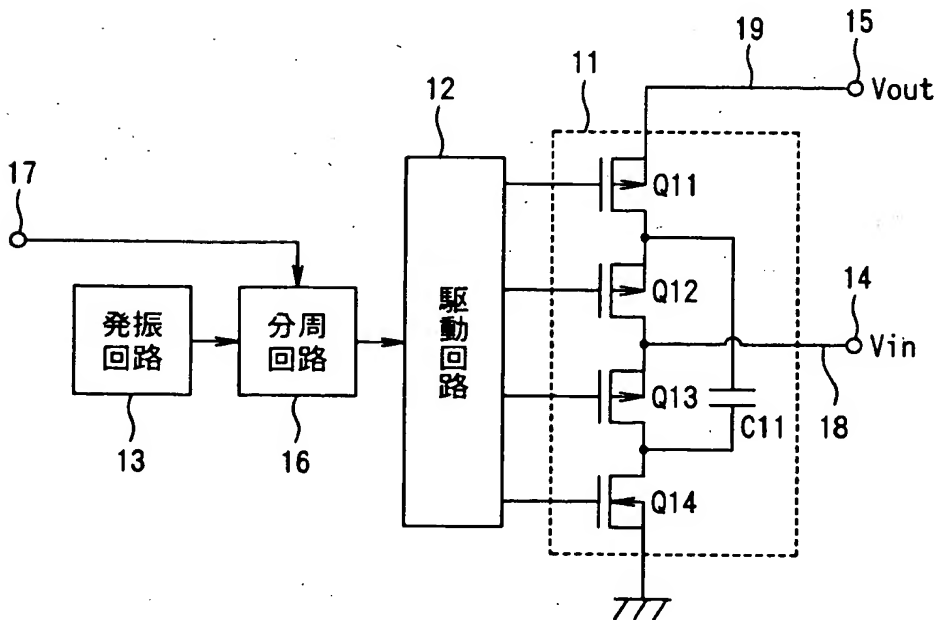
- 8、17、45 制御入力端子
- 11、11A チャージポンプ回路
- 12 駆動回路
- 16 分周回路
- 21 周波数可変回路
- 25 選択回路
- 31 シリーズレギュレータ
- 32 n 倍昇圧のチャージポンプ回路
- 33 n 倍昇圧駆動回路
- 34 m 倍昇圧のチャージポンプ回路
- 35 m 倍昇圧駆動回路
- 37 選択回路
- 38 タイミング信号発生回路

【書類名】 図面

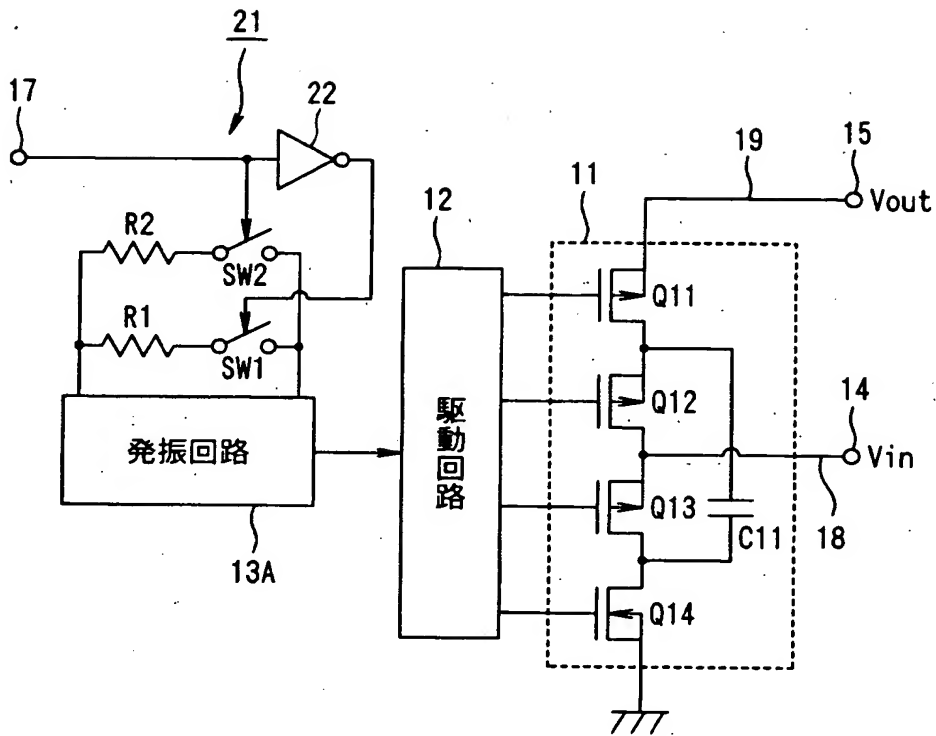
【図 1】



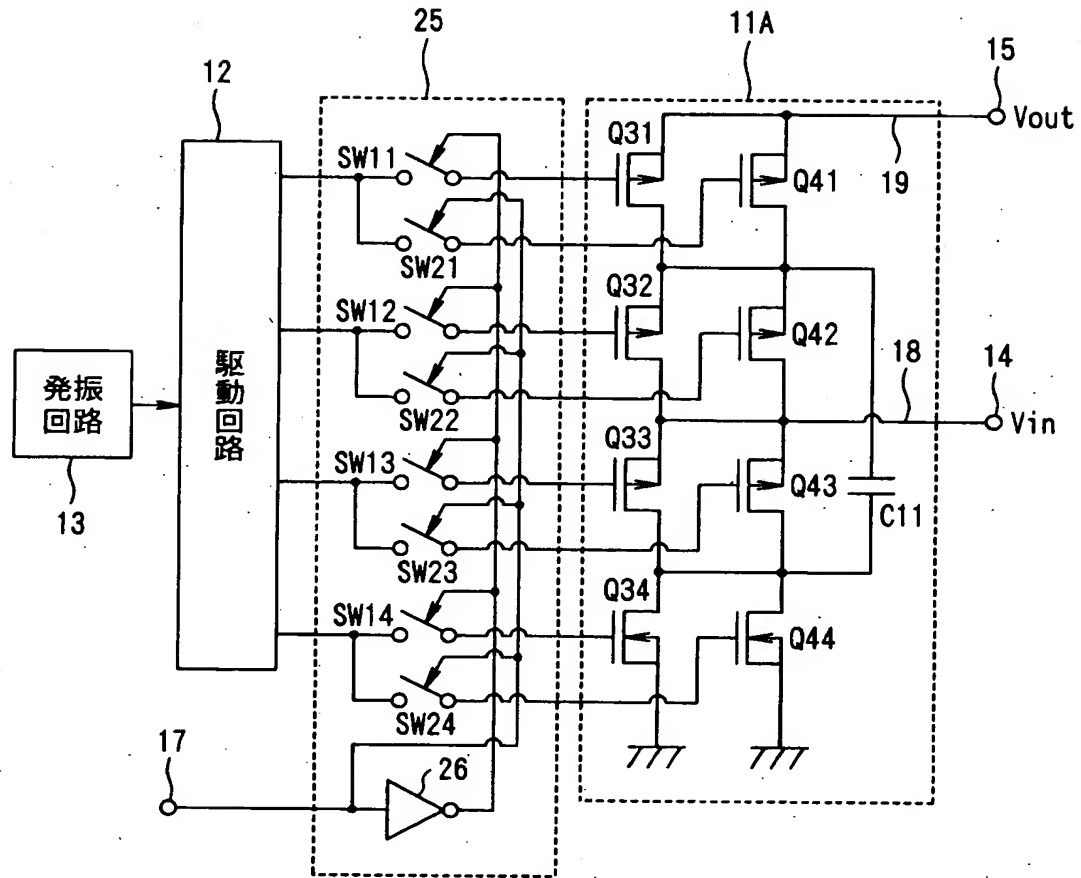
【図 2】



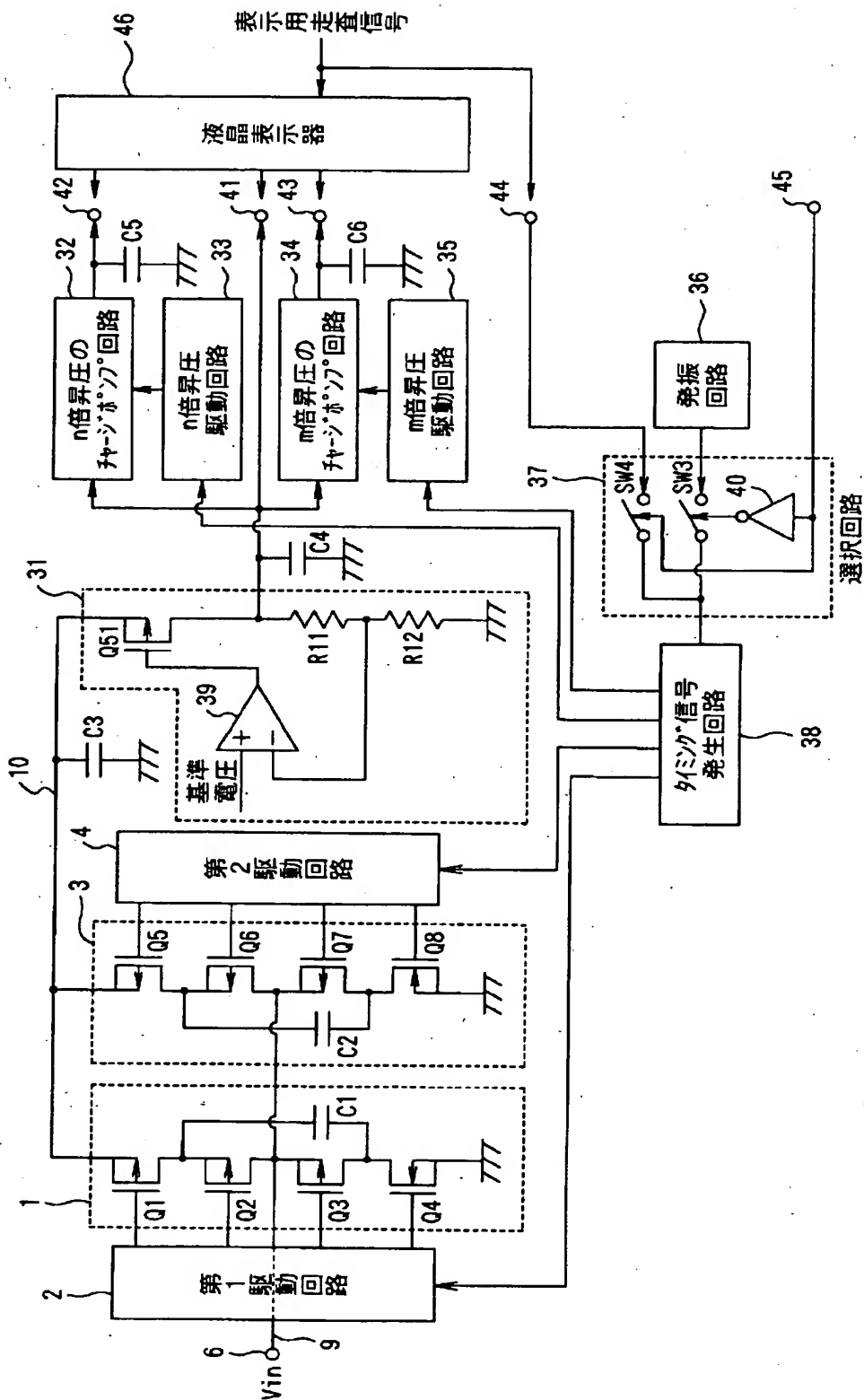
【図 3】



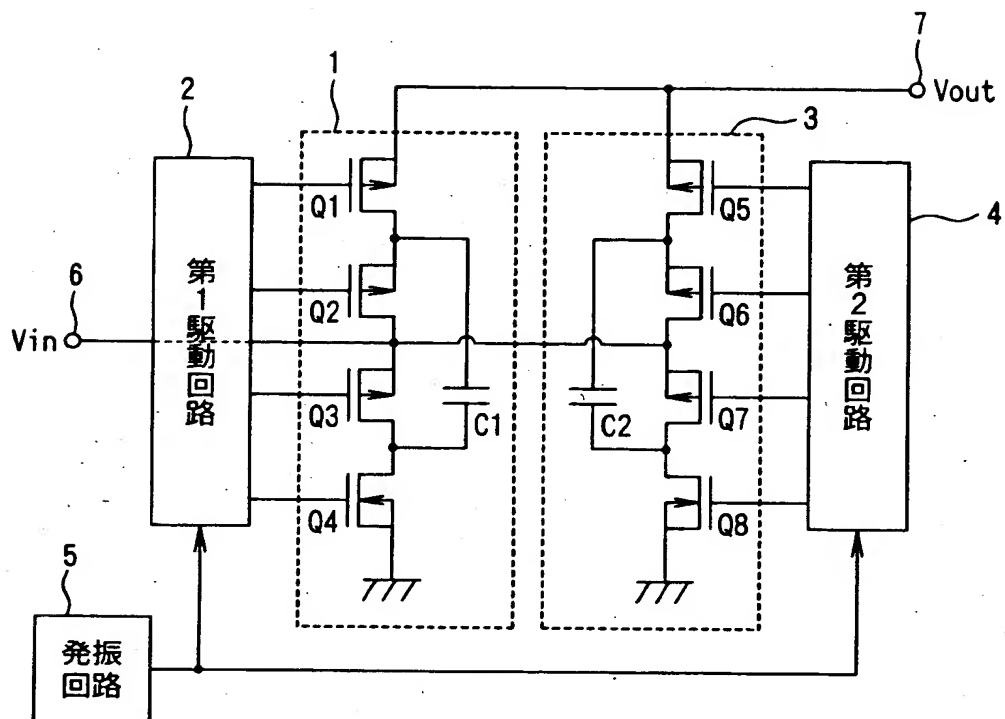
【図 4】



【图 5】

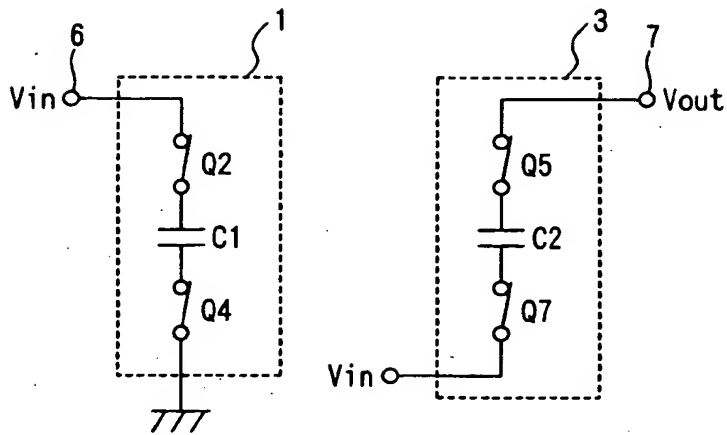


【図 6】

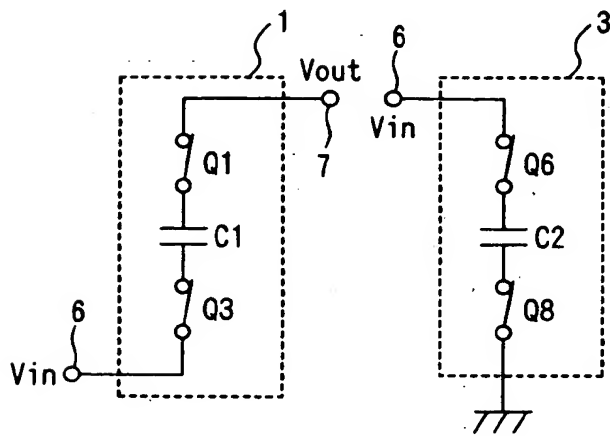


【図 7】

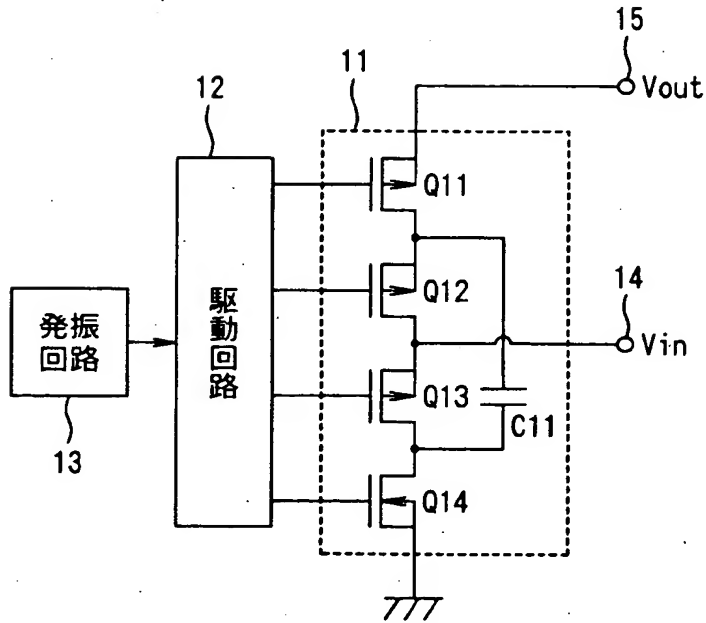
(A)



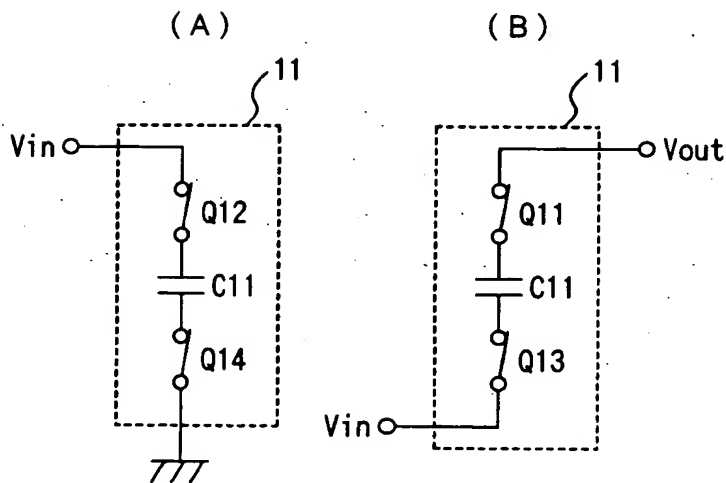
(B)



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 出力インピーダンスの低減化を維持しつつ、低負荷時または無負荷時などにおいて変換効率の向上を図るようにし、電力変換の高効率化を実現するようにしたDC/DCコンバータを提供すること。

【解決手段】 第1チャージポンプ回路1と第2チャージポンプ回路3は、第1駆動回路2Aと第2駆動回路4により相補的に駆動し、直流入力電圧を2倍に昇圧する。また、第1駆動回路2Aは、制御入力端子8に供給される軽負荷判定信号、入力電圧判定信号、または出力電圧判定信号に基づき、その動作が停止するようになっている。例えば、負荷が軽負荷の状態のときには、負荷の余裕があるので、軽負荷判定信号が「H」レベルとなる。これにより、第1駆動回路2Aは駆動信号の出力を停止するので、第1チャージポンプ回路1はその動作を停止する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000002369]

1. 変更年月日	1990年 8月20日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都新宿区西新宿2丁目4番1号
氏 名	セイコーエプソン株式会社